



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

①2 **Offenlegungsschrift**  
①0 **DE 44 02 632 A 1**

⑤1 Int. Cl.<sup>6</sup>:  
H 03 H 17/06

②1 Aktenzeichen: P 44 02 632.3  
②2 Anmeldetag: 29. 1. 94  
④3 Offenlegungstag: 3. 8. 95

DE 44 02 632 A 1

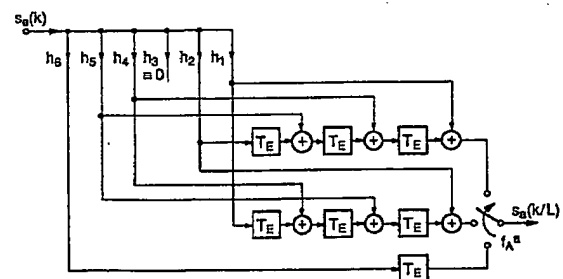
⑦1 Anmelder:  
ANT Nachrichtentechnik GmbH, 71522 Backnang, DE

⑦2 Erfinder:  
Göckler, Heinz, Dr., 71522 Backnang, DE

Prüfungsantrag, gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Nichtrekursives Polyphasenfilternetzwerk

⑤7 Nichtrekursives Polyphasenfilternetzwerk mit L Zweigen, wobei die Abtastproben des Eingangssignals in den L Zweigen unterschiedlich verzögert jeweils in eine Verzögerungskette mit Abgriffen eingespeist werden und die unterschiedlich verzögerten Abtastproben mit den einzelnen N Filterkoeffizienten  $h_1 \dots h_N$  multipliziert und die Produkte aufsummiert werden, dadurch gekennzeichnet, daß höchstens  $\lceil N/2 \rceil$  Multiplizierer vorgesehen sind, wobei  $\lceil N/2 \rceil$  die zu  $N/2$  nächstliegende ganze Zahl ist, die größer oder gleich  $N/2$ , wobei anstelle der beiden Multiplizierer zur Multiplikation mit den beiden gleichwertigen, in bezug auf die Mitte der Impulsantwort des Filters symmetrisch liegenden Koeffizienten  $h_i = h_{N-i+1}$  für  $i = 1 \dots N$  nur einer dieser beiden Multiplizierer verwendet wird, daß vor dessen Eingang ein Addierer eingefügt ist, dessen zweiter Eingang mit dem entsprechenden Abgriff der Verzögerungskette verbunden ist, der dem Verzögerungszeitpunkt des Eingangssignals des anderen gleichwertigen Koeffizienten-Multiplizierers entspricht, wobei so jeweils zwei Zweigfilter mit den gleichen Filterkoeffizienten paarweise zusammengefaßt sind oder die einem Zweigfilter innewohnende Koeffizientensymmetrie genutzt ist (Fig. 5b). Durch Ausnutzung der Koeffizientensymmetrie wird die Verminderung des Hardwareaufwandes erreicht. Einsatz in der digitalen Signalverarbeitung insbesondere zur Änderung der Abtastraten, beispielsweise bei Glasfaserverteilsystemen für Rundfunk und Fernsehen.



DE 44 02 632 A 1

Die Erfindung bezieht sich auf ein nichtrekursives Polyphasenfilternetzwerk gemäß Oberbegriff des Anspruchs 1. Solche Netzwerke sind bekannt, beispielsweise durch das Buch von Crochiere und Rabiner "Multirate Digital Signal Processing" Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., USA, 1983, [1], oder durch die Deutsche Patentschrift DE 40 26 476, [2].

Bei den Filternetzwerken nach dem Stande der Technik werden die einzelnen verzögerten Abtastwerte eines zu verarbeitenden Signals jeweils mit den Filterkoeffizienten multipliziert entsprechend dem Verlauf der Filterimpulsantwort. Das führt dazu, daß bei hochgradigen Filtern eine dem Grad entsprechende hohe Anzahl von Multiplizierern vorgesehen werden muß. Dies führt zu einem hohen Aufwand an Hardware, und führt zu Schwierigkeiten bei hohen Signalverarbeitungsfrequenzen.

Der vorliegenden Erfindung lag die Aufgabe zugrunde, ein nichtrekursives Polyphasenfilternetzwerk der eingangs genannten Art anzugeben, das mit weniger Hardwareaufwand für die Multiplizierer auskommt unter Erhaltung der vollen Funktion.

Diese Aufgabe wurde gelöst mit den Merkmalen des Anspruchs 1. Vorteilhafte Ausgestaltungen ergeben sich durch die Unteransprüche.

Durch die Erfindung wird der Stand der Technik bereichert, indem für Polyphasenfilternetzwerke der eingangs genannten Art angegeben wird, wie etwa die Hälfte der Multiplizierer an Hardware eingespart werden kann, ohne Abstriche bei der Funktion hinnehmen zu müssen.

Der Erfindung liegt die Idee zugrunde, daß bei linearphasigen Filtern mit endlicher Impulsantwort die Filterkoeffizienten symmetrisch verteilt sind und jeder Koeffizient zweimal vorkommt. Zwar wurde diese Symmetrie der Koeffizienten zur Halbierung der Multiplizieranzahl bei einigen einfachen Strukturen von FIR-Filtern ausgenutzt, siehe Literaturstelle [1], Seite 76 bis 90, doch wurde dort auf Seite 83 festgestellt daß eine Symmetrienausnutzung bei anderen Klassen von Strukturen, insbesondere bei Polyphasenfilternetzwerken schwieriger sei. Trotz dieser von fachlicher Seite erkannten Schwierigkeiten ist es der vorliegenden Erfindung gelungen, diese Schwierigkeiten zu überwinden. Der Vorteil dieser Erfindung macht sich insbesondere bei Polyphasenfilternetzwerken zur Abtastratenänderung bemerkbar.

Es folgt nun die Beschreibung anhand der Figuren.

Die Fig. 1 zeigt die allgemeine Struktur für ein Polyphasenfilternetzwerk für komplexe Ein- und Ausgangssignale und zur Abtastratenumsetzung, hier zur Erhöhung um den Faktor L.

In Fig. 2 ist ein detaillierteres Blockschaltbild für eines der vier Teilfilter eines nichtrekursiven Interpolationspolyphasenfilternetzwerkes gemäß Fig. 1 dargestellt.

Diese Figuren stellen den Stand der Technik dar, ebenso wie die folgenden Fig. 3a, 3b und 3c, wobei die Fig. 3a eine etwas andere Darstellung für den Interpolator nach Fig. 2 und die Fig. 3b die gleiche Struktur aufweist wie die Fig. 2.

Die Fig. 3c gibt beispielhaft ein Polyphasenfilternetzwerk zur Abtastratenerhöhung (Interpolation) um den Faktor 3 wieder für eine Filterlänge mit  $N=11$  Koeffizienten mit  $L=3$  Filterzweigen, wobei die einzelnen Filterzweige in transponierter Form zu Fig. 3b bzw. Fig. 2

strukturiert sind. Bei der Darstellung dieses Beispiels wurden im Gegensatz zu Fig. 3b bewußt die Koeffizienten eines Zweigfilters mit Ausnahme des mittleren Koeffizienten zu 0 gesetzt: Benennung als L-Bandfilter.

Fig. 3d gibt das Polyphasenfilternetzwerk gemäß Fig. 3c wieder, wobei hier jedoch die Symmetrie der Filterkoeffizienten ausgenutzt ist (erste erfindungsgemäße Lösung).

Die Fig. 4 zeigt eine Realisierung eines Polyphasenfilternetzwerkes für komplexe Ein- und Ausgangssignale mit allgemeiner Zweigfilterstruktur.

Die Fig. 5a gibt eine dezimierende Polyphasenfilterstruktur wieder nach dem Stande der Technik, und daraus ergibt sich mittels Transposition der einzelnen Filterzweige die zweite erfindungsgemäße Lösung mit Ausnutzung der Symmetrie gemäß Fig. 5b.

Die Fig. 6a und 6b geben Teile von Polyphasenfilternetzwerken wieder, die ohne Abtastratenänderung arbeiten, wobei in Fig. 6a der Filtereingang mit der Verteilung auf L Zweige und unterschiedlichen Verzögerungseingangsstufen  $l_0 \cdot T \dots (L-1+l_0) \cdot T$  gezeichnet ist.

In Fig. 6b ist die dazu transponierte Struktur eines Filterausgangs dargestellt.

Die Fig. 3a zeigt ein Polyphasenfilternetzwerk zur Abtastratenumsetzung in ähnlicher Struktur wie das Netzwerk gemäß Fig. 2. Im Unterschied dazu ist jedoch der Ausgangsmultiplexer jeweils vor die Multiplizierer gezogen worden, was in der Wirkung dasselbe ist, aber mehr Multiplexer erfordert und wodurch die Signalverarbeitung dieser Multiplikationen mit der hohen Ausgangsabtastrate durchgeführt werden müssen.

Die wirksamen Koeffizienten sind bei diesem Netzwerk zu den einzelnen Zeitpunkten die Folgenden:

Für den Zeitpunkt  $t_1 = k \cdot T_a$  mit  $k = \dots -1, 0, 1, \dots$  oder  $k = 0, 1, 2, \dots: h_1, h_{L+1}, h_{2L+1}, \dots, h_{(N/L-1)L+1}$ , wobei  $[N/L] \geq N/L$  die nächstliegende größere ganze Zahl zu  $N/L$  ist, mit der Koeffizienten-Zahl N und der Anzahl L Zweige.

$t_2 = (k+1) \cdot T_a:$

$h_2, h_{L+2}, h_{2L+2}, \dots, h_{(N/L-1)L+2},$

$t_L = (k+L-1) \cdot T_a:$

$h_L, h_{L+L}, h_{2L+L}, \dots, h_{(N/L-1)L+L}$

Das Filternetzwerk gemäß Fig. 3b unterscheidet sich von der Struktur der Fig. 3a nur durch eine andere Steuerung der Abläufe, es entspricht im wesentlichen der Struktur nach Fig. 2. Bezüglich Simulation (Fest- und Gleitkommaarithmetik) ergibt sich kein unterschiedliches Verhalten. Wenn in besonderen Fällen (L-Bandfilter) bestimmte Koeffizienten identisch gleich Null sind, weist die Struktur gemäß Fig. 3b gegenüber derjenigen von Fig. 3a den Vorteil auf, daß diese Null-Operationen nicht durchgeführt werden müssen im Gegensatz zu der Struktur gemäß Fig. 3a. Weiterer Vorteil ist, daß nur ein Multiplexer notwendig ist.

Die Fig. 3c zeigt ein Polyphasenfilternetzwerk zur Realisierung eines L-Bandfilters für die Ausführung mit  $L=3$  und  $N=11$ . Die Struktur geht aus der Struktur gemäß Fig. 3b durch Transposition der einzelnen Filterzweige hervor. Es ist erkennbar daß die einzelnen Filterkoeffizienten symmetrisch zur Mitte  $h_6$  paarweise gleich sind.

Nutzt man diese Koeffizientensymmetrie aus, so gelangt man zu der erfindungsgemäßen Struktur der Fig. 3d. Durch diese Ausnutzung wird zweierlei erreicht:

1. Verminderung der Rechenzeit bei Simulation.
2. Verminderung des Hardwareaufwandes, d. h. weniger Multiplizierer.

Die Fig. 5a zeigt eine allgemeine (d. h. ohne auf Null festgelegte Einzelkoeffizienten) dezimierende Polyphasenfilterstruktur nach dem Stande der Technik für einen Dezimationsfaktor von  $L = 3$  und mit der gleichen Filterlänge  $N = 11$ . Wendet man den erfindungsgemäßen Gedanken der Symmetrienausnutzung auf diese Struktur an, so gelangt man zur aufwandsärmeren Struktur der Fig. 5b. Wie hieraus zu erkennen ist, wird in den erfindungsgemäßen Polyphasennetzwerken die Koeffizientensymmetrie entweder durch paarweise Zusammenfassung von zwei Zweigfiltern, die jeweils die gleichen Koeffizientenwerte aufweisen, oder durch Nutzung der Koeffizientensymmetrie der in sich symmetrischen Zweigfilter erreicht. Dies ist stets möglich für symmetrische FIR-Filter mit gerader und ungerader Koeffizientenzahl ( $N$ ). Dabei können, zur weiteren Aufwandsverminderung (wie im Fall der L-Bandfilter), manche Koeffizienten symmetrisch zur Filtermitte den Wert Null aufweisen.

Die bisherigen Beispiele bezogen sich auf Polyphasenfilternetzwerke zur Änderung (Erhöhung oder Verminderung) der Abtastfrequenz um den Faktor  $L$ . Die erfindungsgemäßen Gedanken lassen sich aber gleichfalls auf Polyphasenfilternetzwerke ohne Änderung der Abtastfrequenz verwenden. Dazu ist der Eingangsdemultiplexer (Fig. 5b) durch die Verzweigung mit Verzögerungsgliedern gemäß Fig. 6a bzw. der Ausgangsmultiplexer (Fig. 3d) durch die Summation mit Verzögerungsgliedern gemäß Fig. 6b zu ersetzen.

#### Patentansprüche

1. Nichtrekursives Polyphasenfilternetzwerk mit  $L$  Zweigen, wobei die Abtastproben des Eingangssignals in den  $L$  Zweigen unterschiedlich verzögert jeweils in eine Verzögerungskette mit Abgriffen eingespeist werden und die unterschiedlich verzögerten Abtastproben mit den einzelnen  $N$  Filterkoeffizienten  $h_1 \dots h_N$  multipliziert und die Produkte aufsummiert werden, dadurch gekennzeichnet, daß höchstens  $[N/2]$  Multiplizierer vorgesehen sind, wobei  $[N/2]$  die zu  $N/2$  nächstliegende ganze Zahl ist, die größer oder gleich  $N/2$ , wobei anstelle der beiden Multiplizierer zur Multiplikation mit den beiden gleichwertigen, in Bezug auf die Mitte der Impulsantwort des Filters symmetrisch liegenden Koeffizienten  $h_i = h_{N-i+1}$  für  $i = 1 \dots N$  nur einer dieser beiden Multiplizierer verwendet wird, daß vor dessen Eingang ein Addierer eingefügt ist, dessen zweiter Eingang mit dem entsprechenden Abgriff der Verzögerungskette verbunden ist, der dem Verzögerungszeitpunkt des Eingangssignales des anderen gleichwertigen Koeffizienten-Multiplizierers entspricht, wobei so jeweils zwei Zweigfilter mit den gleichen Filterkoeffizienten paarweise zusammengefaßt sind oder die einem Zweigfilter innewohnende Koeffizientensymmetrie genutzt ist (Fig. 5b).
2. Nichtrekursives Polyphasenfilternetzwerk nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch seine transponierte Strukturform.
3. Nichtrekursives Polyphasenfilternetzwerk nach Anspruch 1 ohne Abtastratenänderung, gekennzeichnet durch die Speisung der Zweigfilter mit un-

terschiedlich verzögerter Eingangsfolge, wobei dem Zweig 1 eine Verzögerung  $T$ , mit  $l=0, 1, \dots, L-1$ ,  $l_0$ : beliebige ganze Zahl,  $T = T_E = T_A$ , vorge-schaltet ist, und durch die Summation der Zweigfilterausgangssignale (Fig. 6a).

4. Nichtrekursives Polyphasenfilternetzwerk nach Anspruch 2 ohne Abtastratenänderung, gekennzeichnet durch die Speisung der Zweigfilter mit der jeweils gleichen Eingangsfolge und durch die Summation der unterschiedlich verzögerten Ausgangsfolgen der Zweigfilter, wobei dem Zweig  $l$  eine Verzögerung  $(l+l_0)T$ , mit  $T = T_E = T_A$ ,  $l = 0, 1, \dots, L-1$ ,  $l_0$ : beliebige ganze Zahl, nachgeschaltet ist, (Fig. 6b).

5. Nichtrekursives Polyphasenfilternetzwerk nach Anspruch 1 mit Abtastratenverminderung um  $L$ , gekennzeichnet durch einen Eingangsmultiplexer, der sukzessive und zyklisch die  $L$  Zweigeingänge mit dem Filtereingang verbindet, wobei die Zweigfilter mit der verminderten Abtastfrequenz  $f_A$  aus betrieben werden, (Fig. 5b).

6. Nichtrekursives Polyphasenfilternetzwerk nach Anspruch 2 mit Abtasterhöhung um  $L$ , gekennzeichnet durch einen Ausgangsmultiplexer, der sukzessive und zyklisch die  $L$  Zweigaussgänge abtastet und so die von den  $L$  Zweigen empfangenen Abtastwerte zeitlich verschachtelt zu der Ausgangsfolge mit der um  $L$  erhöhten Abtastfrequenz, wobei die Zweigfilter mit der noch nicht erhöhten Abtastfrequenz  $f_{A_{\text{ein}}}$  ein betrieben werden, (Fig. 3d).

7. Nichtrekursives Polyphasenfilternetzwerk nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß in einem der in sich symmetrischen Zweigfilter alle bis auf einen Koeffizienten den Wert Null aufweisen (L-Bandfilter).

8. Nichtrekursives Polyphasenfilternetzwerk nach einem der vorhergehenden Ansprüche mit komplexem Eingangs- und Ausgangssignal und komplexen Koeffizienten, dadurch gekennzeichnet, daß jeweils in den  $L$  Zweigen die Faltungsproduktei von Realteil und Imaginärteil des Eingangssignals mit den komplexen Zweigimpulsantworten  $c_z = r_z + jq_z$  des betreffenden Zweiges  $z$ , mit  $z = 1 \dots L$  wie folgt zusammengefaßt werden:

$$\begin{aligned} Y_{rz} &= S_r^* r_z - S_i^* q_z \\ Y_{iz} &= S_r^* q_z + S_i^* r_z. \end{aligned}$$

Hierzu 8 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

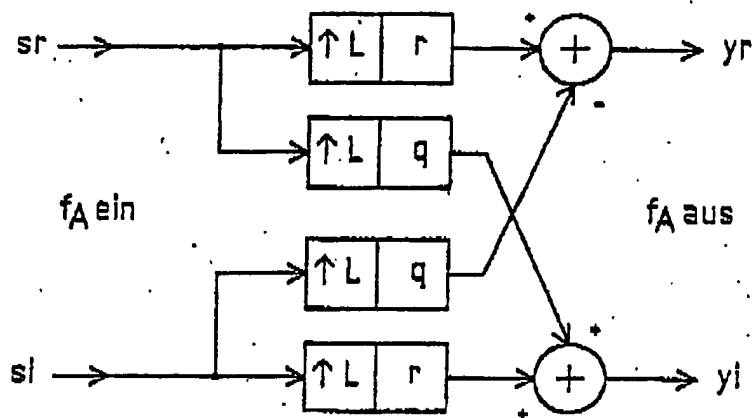
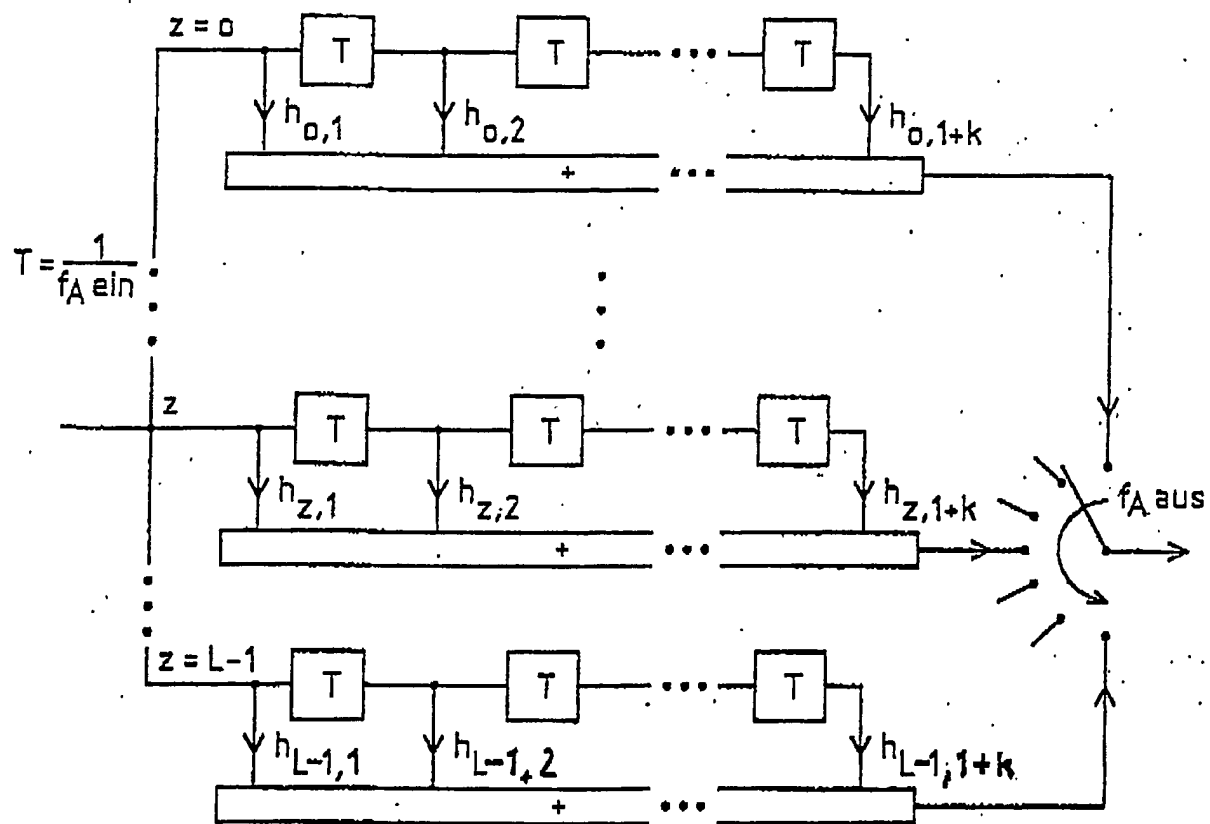


Fig. 1



$$f_{A \text{ aus}} = L f_{A \text{ ein}}$$

Fig. 2

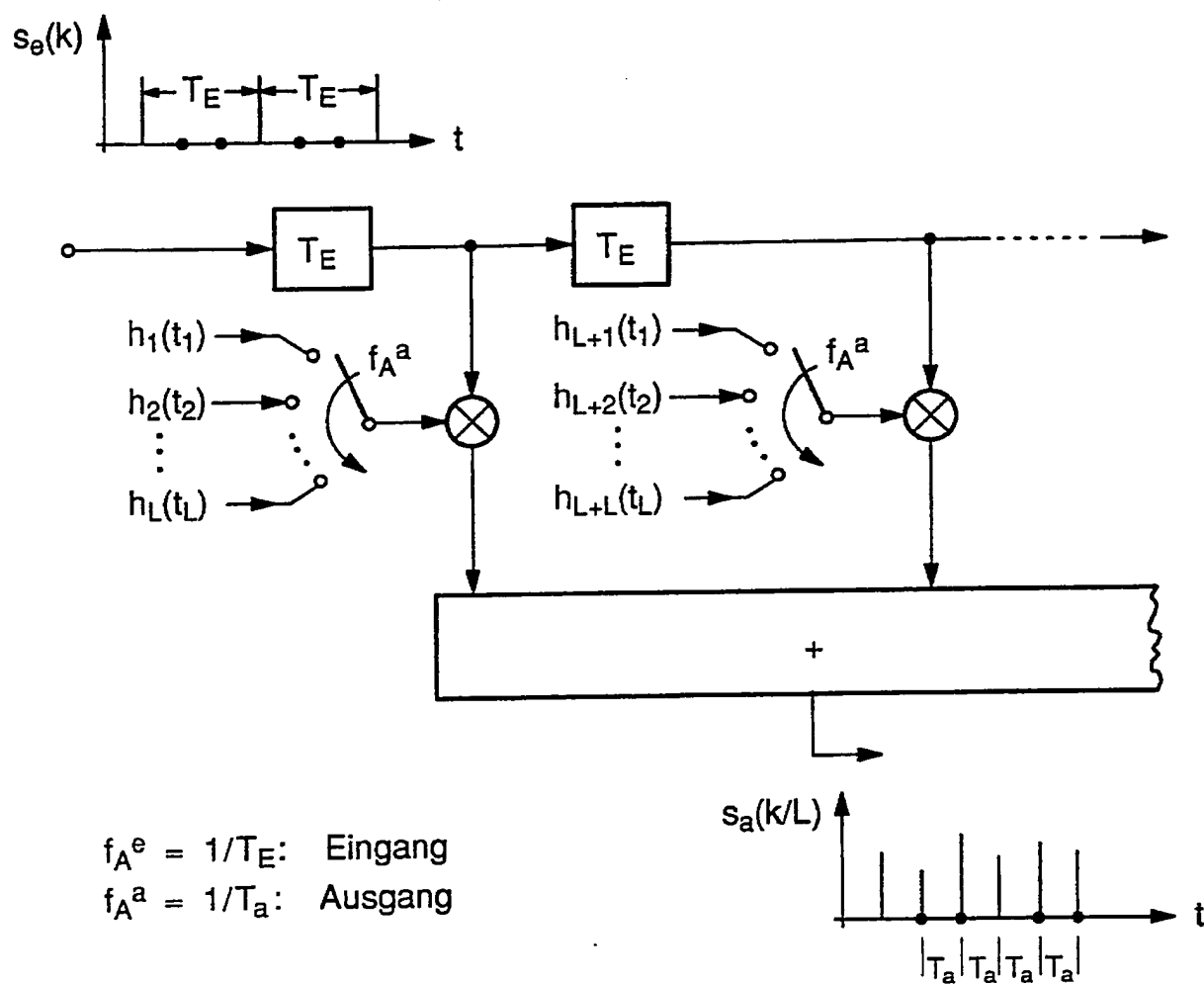


Fig. 3a

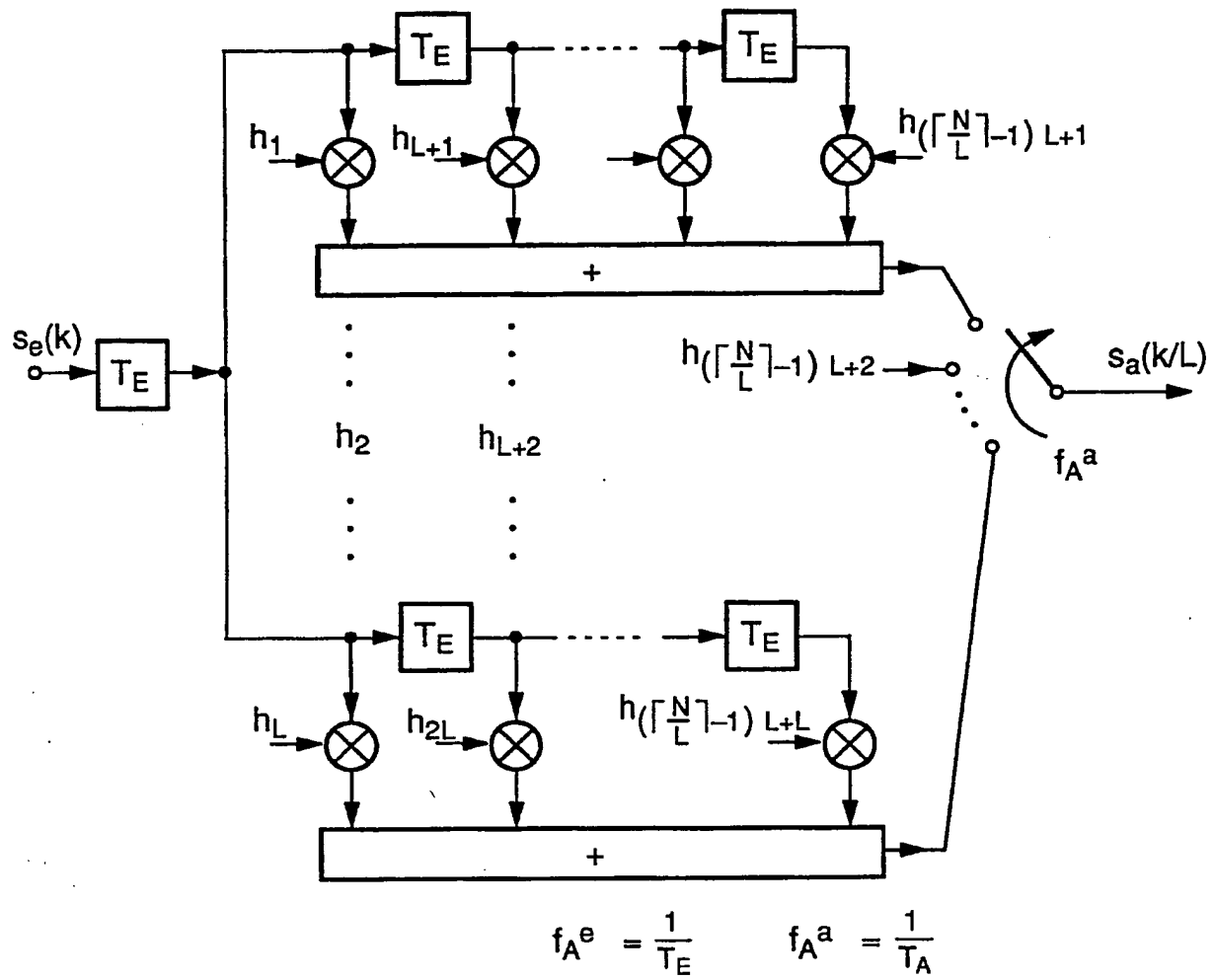


Fig. 3b

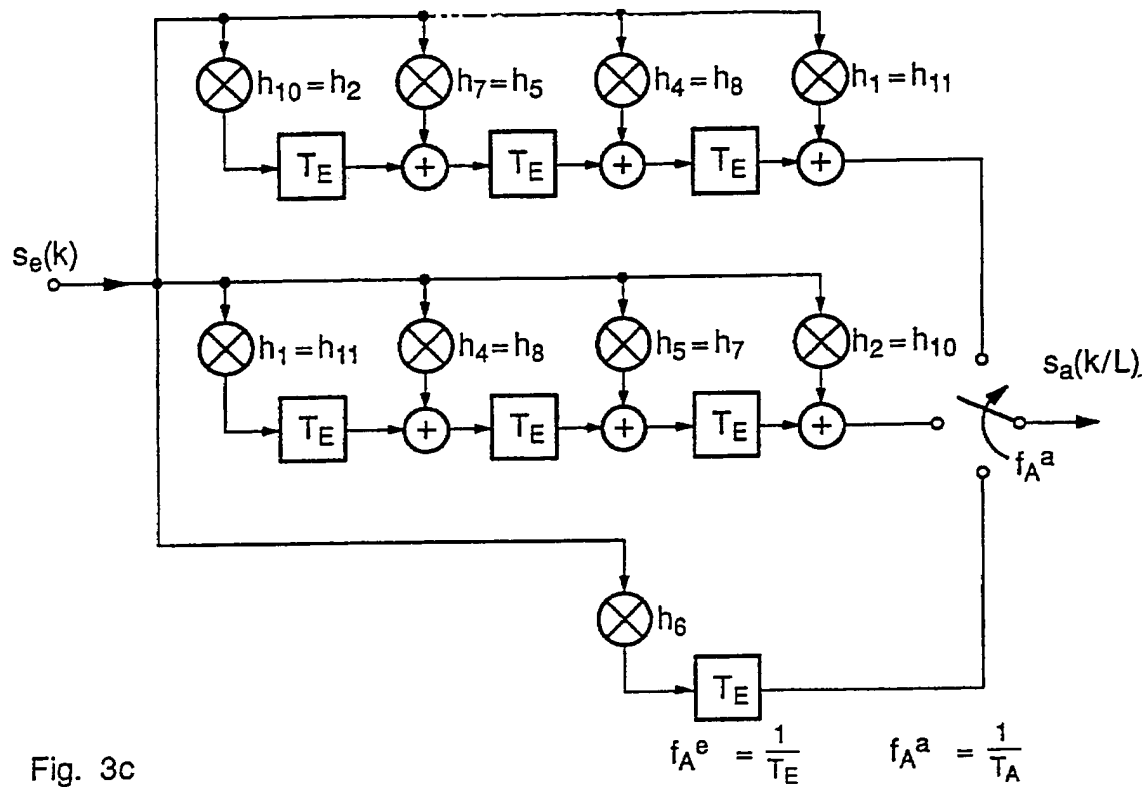


Fig. 3c

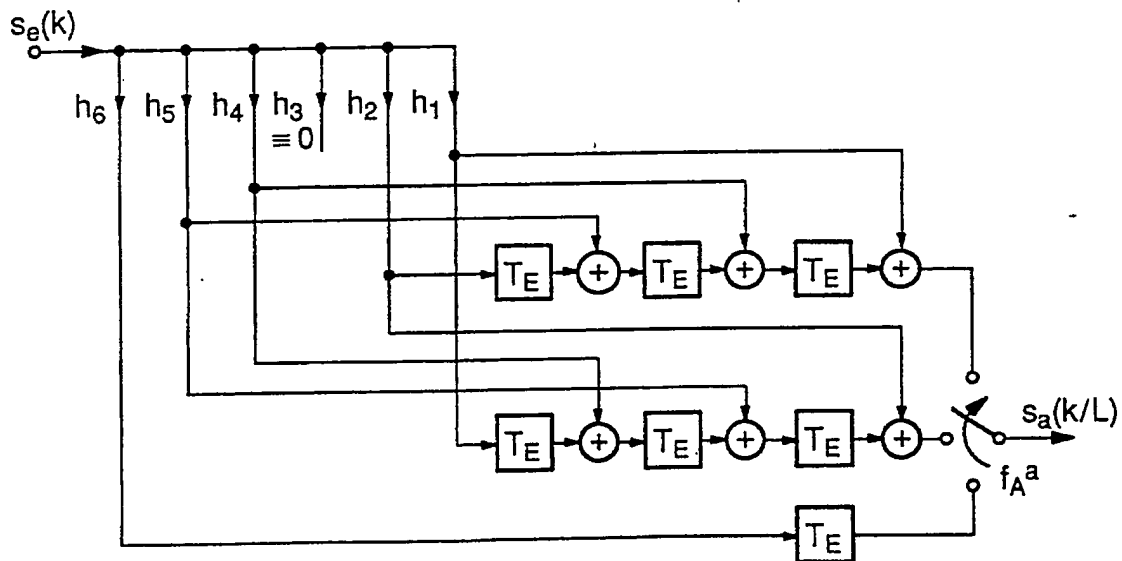


Fig. 3d



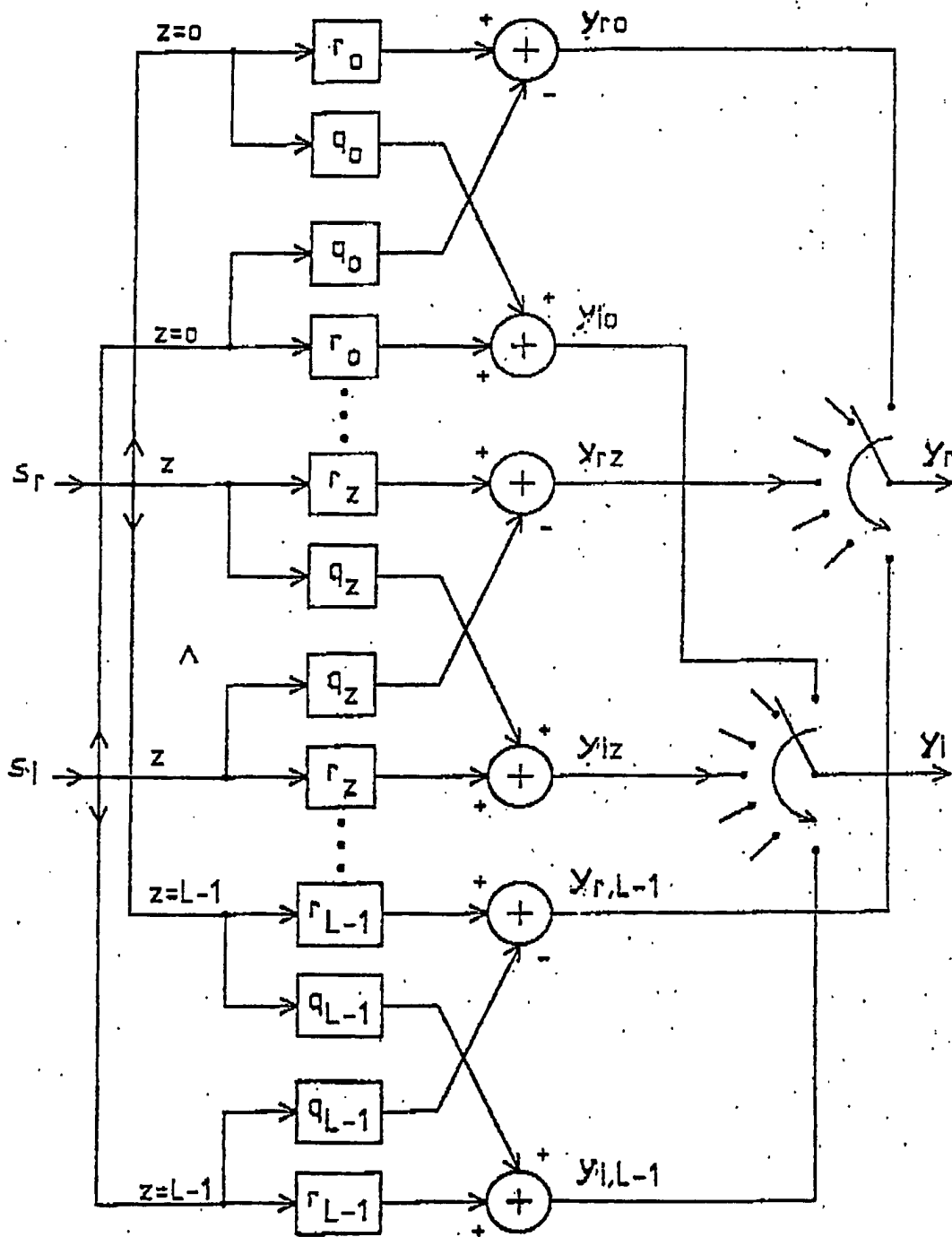


Fig. 4

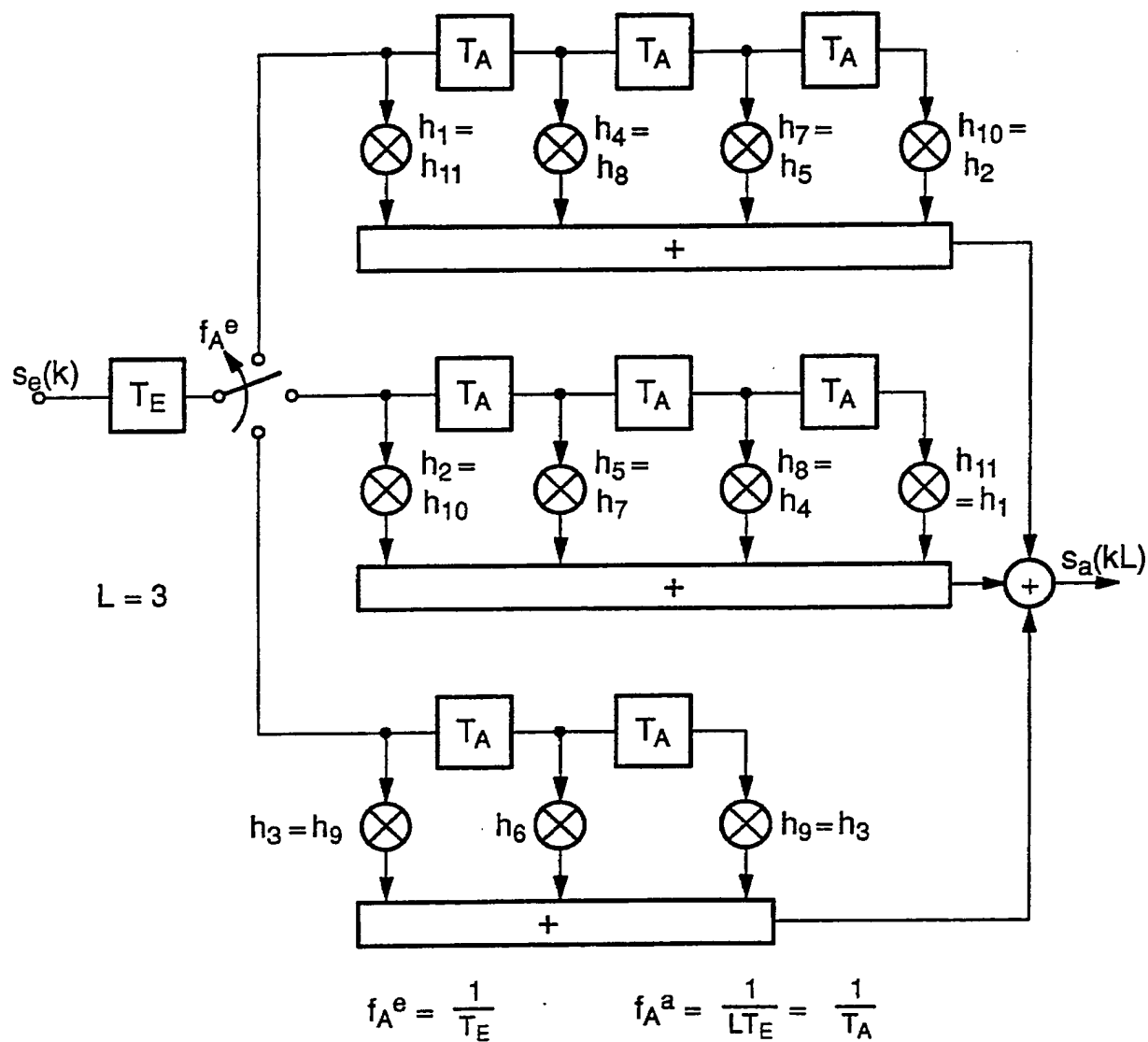


Fig. 5a

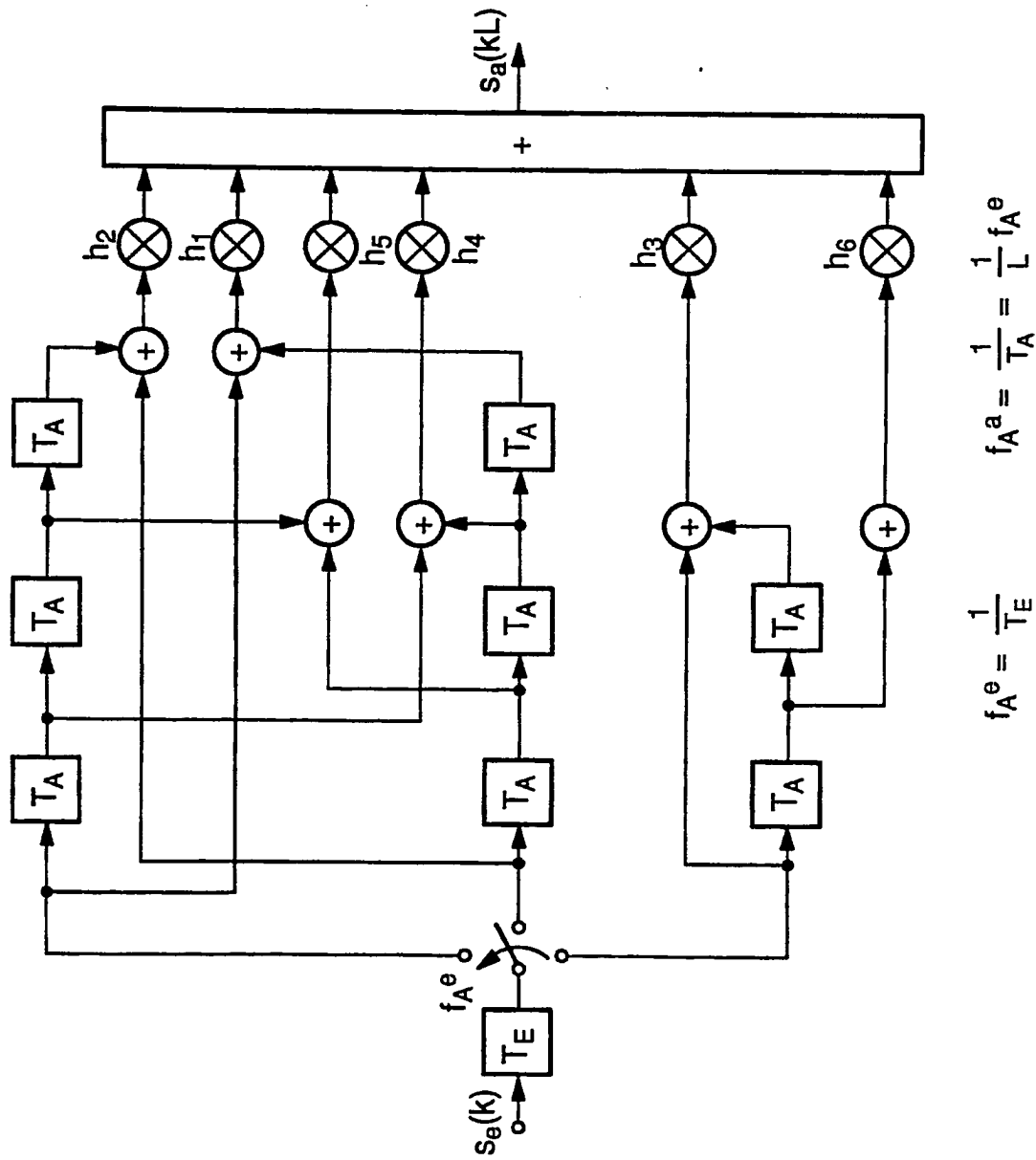


Fig. 5b

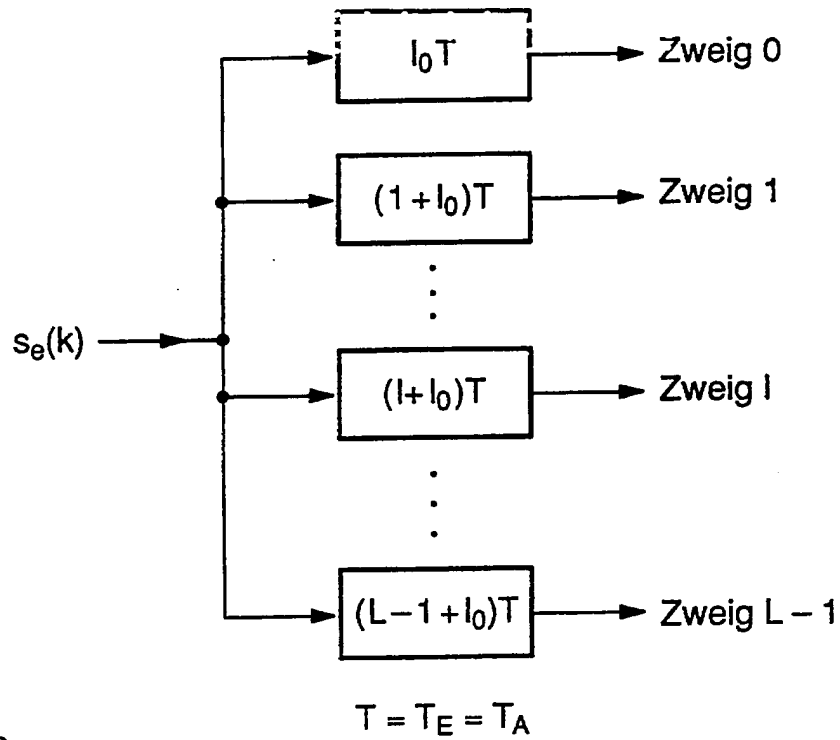


Fig. 6a

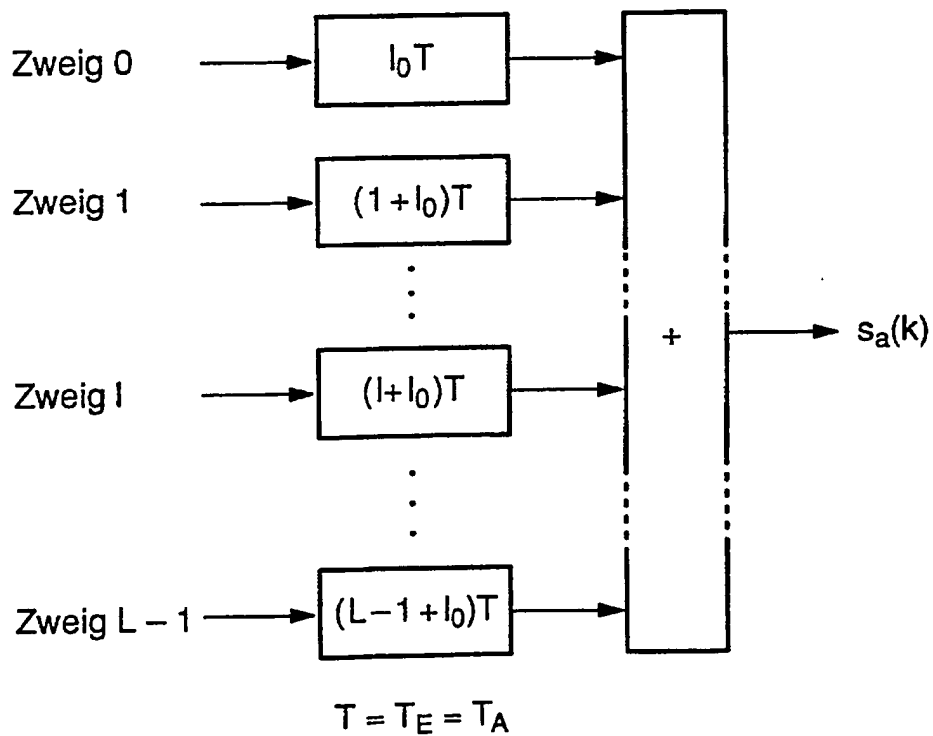


Fig. 6b